

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

11 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 738 967

21 N° d'enregistrement national : 95 10832

51 Int Cl⁶ : H 04 B 3/04, H 04 L 27/38

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 15.09.95.

30 Priorité :

43 Date de la mise à disposition du public de la
demande : 21.03.97 Bulletin 97/12.

56 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule.*

60 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

71 Demandeur(s) : FRANCE TELECOM
ETABLISSEMENT PUBLIC — FR.

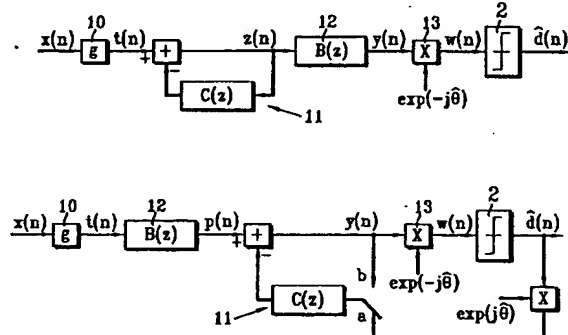
72 Inventeur(s) : LABAT JOEL, LAOT CHRISTOPHE et
MACCHI ODILE.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire : REGIMBEAU.

54 DISPOSITIF D'EGALISATION ADAPTATIF POUR SYSTEMES DE COMMUNICATIONS NUMERIQUES.

57 Le dispositif d'égalisation pour récepteur de système de communication numérique est caractérisé en ce que son prédicteur (11) est purement récursif, son égaliseur de phase (12) est purement transverse et la place relative de ces deux éléments est commutable, des moyens permettant d'évaluer des performances en termes d'erreur de décision et de commander la commutation entre les deux éléments selon un critère d'appréciation de la difficulté de réception, le prédicteur étant amont et optimisé de manière adaptative pour blanchir sa propre sortie tandis que l'égaliseur de phase (12) est aval et optimisé de manière adaptative et autodidacte dans les périodes de réception difficile, alors que le prédicteur (11) est aval et l'égaliseur de phase (12) est amont, tous deux étant conjointement optimisés de manière adaptative pour minimiser l'erreur de décision entre la sortie ($\hat{d}(n)$) du circuit de décision (2) et son entrée ($w(n)$ ou $y(n)$) dans les périodes de réception facile. Le prédicteur (11) est alors préférentiellement alimenté par les données estimées, le dispositif devenant ainsi récursif et non linéaire (DFE).



FR 2 738 967 - A1



La présente invention est relative à un dispositif d'égalisation (ou égaliseur) pour récepteurs de systèmes de communications numériques.

Dans les systèmes de communications numériques actuels, les récepteurs comportent un certain nombre de fonctions parmi lesquelles la démodulation, c'est-à-dire la translation en bande base du signal reçu, l'égalisation, la synchronisation (rythme et porteuse), la décision et le décodage de canal.

L'égalisation consiste pour l'essentiel à évincer autant que faire se peut l'interférence entre symboles (IES), phénomène lié au fait que globalement la chaîne de transmission ne satisfait pas ce qu'il est convenu d'appeler le critère de Nyquist. Ceci peut résulter d'une mauvaise stratégie en matière de filtrage émission et réception, d'un mauvais calage des instants d'échantillonnage, ce qui ne constitue qu'un cas particulier, ou d'un phénomène à propagation par trajets multiples.

On rappelle par ailleurs, à toutes fins utiles, qu'un système de communication numérique peut être vu schématiquement comme une source émettant, à une cadence $1/T$ et au travers d'un canal de réponse impulsionnelle discrète donnée, des symboles à valeurs dans un alphabet généralement complexe, de dimension finie. Cette cadence d'émission constitue la rapidité de modulation et s'exprime classiquement en Baud, T désignant l'intervalle de temps séparant l'émission de deux symboles successifs (durée symbole).

Historiquement, les premiers dispositifs chargés de combattre le phénomène d'interférences entre symboles furent introduits par Lucky dans sa publication :

[1] R.W. LUCKY, "Automatic Equalization for Digital Communications", BSTJ 44, pp. 547-588, April 1965.

Il s'agissait pour l'essentiel de filtres

transverses linéaires "synchrones" (utilisant un seul échantillon par durée symbole) adaptatifs, l'adaptativité étant rendue nécessaire par la nature évolutive du canal de transmission. Les coefficients du filtre transverse
5 étaient actualisés selon un critère d'annulation (Zero Forcing selon la terminologie anglo-saxonne) de l'interférence entre symboles, cette procédure conduisant à égaliser le spectre replié d'où l'appellation d'égaliseur.

10 Ce principe d'égaliseur transverse est illustré sur la figure 1 sur laquelle on a représenté le filtre avant 1 de fonction de transfert $B(z)$, ainsi que le circuit de décision 2 situé en aval du filtre avant 1.

15 Ce n'est que plus tard qu'apparurent les égaliseurs adaptatifs utilisant, comme critère d'optimalité, la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Il s'avérait en effet que, dans le cas de canaux fortement bruités, l'annulation de l'IES pouvait se traduire par une augmentation importante du bruit en
20 sortie de l'égaliseur contribuant ainsi à une forte dégradation des performances alors qu'à contrario le critère de minimisation de l'EQM s'avérait être un compromis judicieux permettant la réduction substantielle de l'IES sans augmentation notable du bruit.

25 L'égalisation se faisait classiquement en deux phases. Au cours de la première, le dispositif était piloté par une séquence d'apprentissage, suffisamment longue pour garantir la convergence, puis, dans la seconde étape, il devenait auto-adaptatif c'est-à-dire qu'il était
30 piloté par ses propres décisions.

Plus tard encore, il a été proposé, notamment dans la publication:

[2] C.A. Belfiore, J.H. Park, "Decision Feedback Equalization", Proceedings of the IEEE 67(8), August 79,
35 des égaliseurs récursifs non linéaires à retour de

décision (Decision Feedback Equalizers ou DFE), dans lesquels les données décidées étaient réinjectées, dans un filtre arrière 3 constituant la partie réursive de l'égaliseur, ainsi qu'illustré sur la figure 2.

5 Cette approche allait ainsi permettre, dans le meilleur des cas, de supprimer ou du moins de réduire notablement l'IES de nature causale, sous réserve bien évidemment d'absence d'erreur de décision. Cette nouvelle structure devait ainsi autoriser des performances
10 intéressantes dans le cas de canaux particulièrement délicats. Malheureusement, ces dispositifs pouvaient dans le même temps s'avérer extrêmement sensibles aux erreurs de décision tant et si bien que dans des situations sévères on pouvait assister à un phénomène de propagation
15 d'erreurs allant parfois jusqu'à la divergence du dispositif. Dans de telles situations, on était alors pratiquement condamné à réinitialiser le dispositif, ce qui nécessitait en clair une nouvelle séquence d'apprentissage dont le caractère périodique devenait
20 alors indispensable. Ceci se traduisait à tout le moins, pour une application donnée, par une augmentation non négligeable du débit en ligne.

 D'un autre point de vue, s'il est vrai qu'un égaliseur non linéaire à retour de décision (DFE) n'est
25 pas optimal au regard du critère de minimisation de la probabilité d'erreur (équivalent au critère du maximum de vraisemblance a posteriori), il n'en demeure pas moins vrai que le récepteur optimal initialement décrit dans :

 [3] G.D. Forney, Jr, "Maximum likelihood sequence
30 estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference" IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972,
 devient rapidement irréalisable lorsque la longueur de la réponse impulsionnelle s'avère importante. En effet, un
35 tel dispositif effectue, dans un premier temps, une

estimation de la réponse impulsionnelle discrète du canal de transmission puis recherche, parmi toutes les séquences possibles, celle qui est la plus proche de l'observation (vectorielle) disponible en sortie du démodulateur.

5 Actuellement, la mise en oeuvre de tels récepteurs passe par l'utilisation de l'algorithme de Viterbi tel que décrit dans :

[4] G. D. Forney, Jr. "The Viterbi Algorithm",
Proc. IEEE, vol. 61, pp. 268-278, March 1973
10 dont l'un des intérêts majeurs est de permettre une prise de décision "au fil de l'eau", sans perte d'optimalité. En clair, il n'est pas nécessaire d'avoir reçu l'intégralité du message pour commencer à prendre des décisions sur la suite de symboles émis la plus vraisemblable. Cependant,
15 et à titre d'exemple, pour une modulation à déplacement de phase à 2 états (MDP2) et dans le cas d'une réponse impulsionnelle discrète de longueur 10, le treillis associé à un tel système comporte 1024 états tandis que
20 pour une MDP4 il en comporte 1048576, ce qui rend, ipso facto, ce type de récepteur parfaitement irréalisable, du moins pour des applications "temps réel". La difficulté s'accroît encore davantage lorsqu'on augmente la taille de l'alphabet des symboles émis. En conséquence, cette technique n'est réellement envisageable que pour des
25 interférences courtes, sauf à tronquer arbitrairement la longueur de la réponse impulsionnelle discrète du canal de transmission, ce qui de toute évidence se traduit alors par une perte d'optimalité.

Une telle longueur d'interférence (10 durées
30 symboles) est tout à fait classique dans un certain nombre d'applications et notamment pour les canaux radiomobiles, troposphériques, ionosphériques ou encore dans les canaux acoustiques sous-marins et même sur les lignes téléphoniques. Toutes choses égales par ailleurs, on
35 cherchera de toute évidence à acheminer des débits de plus

en plus importants sur ce type de canaux, ce qui se traduira inexorablement par un allongement de la dimension de la réponse impulsionnelle discrète. Ainsi, pour illustrer le propos, un canal acoustique sous-marin peut
5 présenter une réponse impulsionnelle discrète de quelques dizaines de durées symbole T . Par conséquent, les égaliseurs non linéaires à retour de décision (DFE), quoique sous-optimaux, présentent un intérêt majeur évident, mais sont souvent difficilement utilisables du
10 fait du phénomène de la propagation des erreurs.

On a vu jusqu'à présent qu'en matière d'égalisation il existait essentiellement deux structures, l'une traverse linéaire et l'autre récursive non linéaire à retour de décision (DFE), cette seconde structure
15 apportant assurément un plus non négligeable sur certains types de canaux et amenant par ailleurs une réduction substantielle du bruit en sortie de l'égaliseur. Néanmoins, la présence indispensable d'une séquence d'apprentissage se traduit par une augmentation non
20 négligeable du débit et donc de l'encombrement spectral associé. C'est la raison profonde qui est à l'origine d'un certain nombre de travaux actuels de recherche en matière d'égalisation autodidacte (aveugle). L'objectif est de permettre l'égalisation du canal sans l'aide d'une
25 séquence d'apprentissage, c'est-à-dire uniquement à partir de la connaissance, légitime au demeurant, de la distribution statistique des données d'entrée.

Plusieurs auteurs ont, à ce titre, apporté une contribution non négligeable parmi lesquels :

30 [5] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation", IEEE Trans. Com., COM-23, pp. 679-682, June 1975 ;

[6] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication
35 systems", IEEE Trans. Com., COM-28, pp. 1867-875, November

1980 ;

[7] A. Benveniste, M. Goursat, "Blind equalizers",
IEEE Trans. on Com., Vol. 32, 1984, pp. 871-883 ;

[8] G. Picchi and G. Pratti, "Blind equalization
5 and carrier recovery using a 'stop and go' decision-
directed algorithm", IEEE Trans. Com., COM-35, pp. 877-
887, Novembre 1987 ;

[9] O. Macchi, Yi Gu, "Self-adaptative
Equalization with a mixed backward and forward predictor",
10 ISELDECS, Kharagpur, India, pp. 437-440, Dec. 1987 ;

[10] O. Shalvi, E. Weinstein, "New criteria for
blind deconvolution of nonminimum phase systems channels",
IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-36, No. 2, pp. 312-
321, March 1990 ;

[11] B. Porat, B. Friedlander, "Blind equalization
15 of digital communication channels using high-order
moments", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 39,
pp. 522-526, Feb 1991 ;

[12] K. Hilal, P. Duhamel, "A blind equalizer
20 allowing soft transition between the constant modulus
algorithm and the decision directed algorithm for PSK
modulated signals", Internat. Conf on Comm., Geneva,
Switzerland, pp. 11144-1148, May 1993.

Tous ces algorithmes font implicitement référence
25 à des statistiques d'ordre supérieur à deux car un canal à
phase non minimale nécessite pour son inversion
(déconvolution) l'utilisation de tels moments.

Les premiers égaliseurs de ce type utilisèrent en
général des structures transverses linéaires. Cependant
30 d'autres auteurs et notamment O. Macchi et al. dans leurs
publications :

[13] C. A. Faria Da Rocha, O. Macchi, "A novel
self-learning adaptative recursive equalizer with unique
optimum for QAM", ICASSP, Adélaïde 94 ;

35 [14] C.A. Faria Da Rocha, O. Macchi, J. M. T.

Romano, "An adaptative non linear IIR filter for self-learning equalization", ITS 94, RIO DE JANEIRO

s'intéressèrent à des structures récursives linéaires. L'égaliseur était alors composé essentiellement d'un
5 filtre avant linéaire transverse (rétroprédicteur), d'un
filtre arrière purement récursif (prédicteur) et d'un
contrôle automatique de gain (CAG). Restait à déterminer
les critères d'optimalité, dont la minimisation devait
conduire à une solution aussi voisine que possible de la
10 solution optimale au sens de Wiener.

Ces mêmes auteurs proposèrent une fonction coût
originale [13], combinaison linéaire d'un critère de
blanchiment (parfaitement aveugle) et d'un critère de
minimisation d'erreur quadratique (estimée par rapport à
15 la décision prise). L'idée majeure était de démarrer sur
un critère aveugle pour progressivement s'orienter vers un
critère de minimisation d'erreur quadratique, l'égaliseur
devenant ainsi piloté par décision. Dès lors, il ne
restait plus qu'à remplacer les données présentes à
20 l'entrée du filtre arrière par les données décidées et
l'on passait ainsi d'une structure linéaire récursive à
une structure non linéaire récursive (DFE). Cette idée
s'est avérée fort intéressante au sens où elle permettait
d'égaliser des canaux là où d'autres algorithmes
25 autodidactes échouaient. Néanmoins, en dépit du caractère
original de l'idée et de son apport incontestable sur le
plan de l'égalisation autodidacte, cette structure
possédait un certain nombre de points qui paraissaient
pouvoir être améliorés.

30 Dans la même année, O. Macchi et al [14]
proposaient une structure constituée, pour l'essentiel,
d'un prédicteur, d'un contrôle automatique de gain (CAG)
et d'un filtre passe-tout comportant une partie récursive,
le prédicteur ayant à charge d'égaliser le canal en
35 amplitude, le passe-tout en phase et le CAG se chargeant

de la restitution du niveau correct et réglant le problème de la récupération de la porteuse. Une rapidité de convergence accrue fut incontestablement obtenue, cependant le système ne permettait pas d'envisager une réversibilité structurelle optimale sans dégradation des performances, ce qui risquait de constituer un handicap majeur dans le cas de canaux non stationnaires.

La différence essentielle par rapport à la présente invention réside dans le fait que l'égaliseur de phase (passe-tout) décrit dans [14] comportait également une partie récursive. En conséquence, lorsque l'on passait en mode de poursuite et pour tirer pleinement profit d'une structure non linéaire à retour de décision, il était alors nécessaire, sous peine de dégradations notables des performances, de remplacer les deux filtres arrière par un filtre unique équivalent (récursif). Dès lors, il devenait impossible de revenir en arrière si d'aventure le canal s'altérait. A contrario le dispositif selon l'invention comporte un seul prédicteur purement récursif, ce qui le différencie profondément du dispositif décrit dans [14].

L'invention propose quant à elle un dispositif d'égalisation pour récepteur de système de communication numérique comportant des moyens de contrôle automatique de gain, des moyens de récupération de porteuse, des moyens pour l'égalisation en phase des données, ainsi qu'un prédicteur pour l'égalisation en amplitude des données, un circuit de décision, caractérisé en ce que le prédicteur est purement récursif, l'égaliseur de phase est purement transverse et la place relative de ces deux éléments est commutable, des moyens permettant d'évaluer des performances en termes d'erreur de décision et de commander la commutation entre les deux éléments selon un critère d'appréciation de la difficulté de réception, le prédicteur étant amont et optimisé de manière adaptative et autodidacte pour blanchir sa propre sortie tandis que

l'égaliseur de phase est aval et optimisé de manière adaptative dans les périodes de réception difficile, alors que le prédicteur est aval et l'égaliseur de phase est amont, tous deux étant conjointement optimisés de manière adaptative pour minimiser l'erreur de décision entre la sortie du circuit de décision et son entrée dans les périodes de réception facile.

La structure proposée est adaptative, ce qui constitue une originalité notable.

Pendant la phase de convergence, elle se résume à la concaténation d'un gain réel, d'un prédicteur purement récursif, d'un filtre linéaire transverse et d'un correcteur de phase. La présence du filtre blanchissant en amont du filtre transverse linéaire permet à ce dernier de converger plus rapidement.

En mode de poursuite, la structure retenue est identique à la précédente, à la différence près que les deux filtres prédicteur et transverse subissent une permutation.

Ainsi, ce dispositif récursif possède le double avantage d'être parfaitement autodidacte (aveugle) dans sa phase initiale et de tendre graduellement vers un dispositif de type DFE, pilotée par décision selon un critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne, état dans lequel il reste naturellement tant que le canal ne se dégrade pas de manière trop significative. En revanche, lorsque les conditions de propagation rendent le canal trop sévère et que, de ce fait, l'erreur quadratique moyenne dépasse un certain seuil, alors le dispositif bascule dans une configuration aveugle, correspondant à la phase de convergence.

De ce fait, le dispositif objet de l'invention, permet d'atteindre des performances très intéressantes tant sur le plan de la convergence qu'en matière de poursuite du fait de l'adaptativité de sa structure. Cette

propriété essentielle lui permet de s'adapter aux fluctuations du canal dans des situations sévères, à la différence des égaliseurs classiques de l'art antérieur.

En outre, le dispositif proposé par l'invention
5 est particulièrement bien adapté aux canaux non stationnaires et notamment aux canaux radiomobiles, ionosphériques, troposphériques et acoustiques sous-marins.

D'autres caractéristiques et avantages de
10 l'invention ressortiront encore de la description qui suit. Cette description est purement illustrative et non limitative. Elle doit être lue en regard des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 est un schéma de principe d'un
15 égaliseur linéaire transverse ;

- la figure 2 est un schéma de principe d'un
égaliseur à retour de décision ;

- la figure 3 est un schéma qui illustre la structure d'un dispositif conforme à un mode de
20 réalisation possible pour l'invention en phase de convergence ;

- la figure 4 est un schéma qui illustre la structure d'un dispositif conforme à un mode de
25 réalisation possible pour l'invention en phase de poursuite ;

- la figure 5 est un schéma qui illustre une variante de structure possible pour la phase de poursuite ;

- les figures 6a et 6b sont des graphes donnant la
30 réponse en amplitude et en phase en fonction de la fréquence, pour un canal de type PORAT et FRIEDLANDER ;

- la figure 7 est une représentation dans un plan complexe illustrant la position des zéros de la fonction de transfert du canal de transmission qui correspond aux
35 figures 6a et 6b (zéros symbolisés par des +), ainsi que

les pôles de la fonction de transfert $1/(1+C(z))$ du prédicteur (pôles symbolisés par des 'o'), par rapport au cercle unité ;

5 - les figures 8a et 8b illustrent, dans le cas d'une modulation MDP4, les constellations correspondant respectivement au signal en entrée et au signal en sortie du dispositif selon l'invention ;

10 - les figures 9a et 9b sont des graphes sur lesquels on a porté respectivement l'erreur quadratique instantanée et l'erreur quadratique estimée au sens des moindres carrés en fonction du nombre de symboles reçus ;

15 - la figure 10 est un graphe sur lequel on a porté les courbes exprimant les variances, estimées au sens des moindres carrés, des signaux $y(n)$ et de $z(n)$ en fonction du nombre de symboles reçus ;

20 - la figure 11 est un graphe sur lequel on a porté l'erreur quadratique moyenne en fonction du nombre de symboles calculée sur 100 épreuves ;

25 - les figures 12a et 12b sont des graphes donnant la réponse en amplitude et en phase en fonction de la fréquence, pour un canal mixte de type MACCHI ;

30 - la figure 13 est une représentation dans un plan complexe illustrant la position des zéros de la fonction de transfert du canal de transmission qui correspond aux figures 12a et 12b (zéros symbolisés par des +), ainsi que les pôles de la fonction de transfert $1/(1 + C(z))$ du prédicteur (pôles symbolisés par des 'o'), par rapport au cercle unité ;

35 - les figures 14a et 14b illustrent, dans le cas d'une modulation MDP4, les constellations correspondant respectivement au signal en entrée et au signal en sortie du dispositif selon l'invention ;

40 - les figures 15a et 15b sont des graphes sur lesquels on a porté respectivement l'erreur quadratique instantanée et l'erreur quadratique estimée au sens des

moindres carrés en fonction du nombre de symboles reçus ;

- la figure 16 est un graphe sur lequel on a porté les courbes exprimant les variances, estimées au sens des moindres carrés, des signaux $y(n)$ et de $z(n)$;

5 - la figure 17 est un graphe sur lequel on a porté l'erreur quadratique moyenne en fonction du débit calculée sur 100 épreuves ;

 - les figures 18 et 19 sont des représentations schématiques semblables à celles des figures 3 et 4
10 illustrant un égaliseur fractionné conforme à l'invention.

PRESENTATION GENERALE

Le dispositif d'égalisation proposé par l'invention présente deux structures différentes selon que
15 l'on se trouve en phase de convergence (phase 1) ou en phase de poursuite (phase 2), c'est-à-dire en régime établi. Ces deux structures sont celles illustrées sur les figures 3 et 4.

Dans la structure utilisée pendant la phase de convergence, un prédicteur purement récursif linéaire
20 (filtre blanchissant) précède un filtre transverse lui-même autodidacte (aveugle). Dans la phase de poursuite, le filtre transverse est disposé devant le prédicteur récursif, celui-ci étant alors alimenté par les données
25 décidées. Le critère d'optimalité devient celui de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne aussi bien pour la partie linéaire transverse que pour la partie récursive. Il y a donc en réalité une modification structurelle accompagnée d'un changement parallèle des
30 critères d'optimalité.

Ainsi, selon le degré de sévérité du canal et sur un critère de mesure de performance du signal de sortie comme par exemple l'erreur quadratique moyenne estimée au sens des moindres carrés (RLS), le dispositif bascule
35 d'une structure récursive linéaire autodidacte telle

qu'illustrée sur la figure 3 à une structure réursive non linéaire (DFE) décrite sur la figure 4 ou, à l'inverse, d'une structure de type DFE pilotée par décision à une structure réursive linéaire autodidacte.

5 Les structures correspondant d'une part à la phase de convergence et d'autre part à la phase de poursuite vont maintenant être décrites.

. phase 1 : phase de convergence/périodes de
: réception difficile

10 La structure correspondant à la configuration de convergence illustrée sur la figure 3 comporte un contrôle automatique de gain 10 de type réel g , un prédicteur 11 de fonction de transfert $1/(1+C(z))$, un filtre transverse 12 de fonction de transfert $B(z)$ et un dispositif 13 de
15 compensation de l'erreur de phase. Il est important de noter que le CAG, caractérisé par le gain g , peut être situé en d'autres points de la chaîne et notamment entre le prédicteur purement réursif 11 et le filtre transverse 12 ou encore en amont ou en aval du dispositif de
20 compensation de l'erreur de phase 13.

Le gain g est actualisé sur un critère aveugle, le prédicteur 11 sur un critère de blanchiment (égalisation en amplitude) et le filtre transverse 12 sur un critère aveugle impliquant des statistiques d'ordre supérieur à
25 deux (égalisation en phase). Pour l'actualisation des coefficients de la partie transverse, plusieurs algorithmes peuvent être utilisés et notamment ceux des articles 1 à 14 précités.

La récupération de porteuse 13, c'est-à-dire
30 l'estimation de l'erreur de phase résiduelle et sa compensation sous forme d'une multiplication par $\exp(-j \hat{\theta})$, s'effectue, par exemple, selon un critère de minimisation d'erreur quadratique moyenne. Le signal d'erreur élaboré peut ensuite être filtré de telle sorte à
35 retomber sur un dispositif équivalent à un asservissement

de phase du second ordre (ou d'un ordre supérieur à 2 selon le type de filtre utilisé). Ce dispositif 13 peut lui aussi être situé en d'autres points de la chaîne et notamment entre le prédicteur 11 et le filtre transverse

5 12.

La récupération de porteuse 13 est la seule fonction, dans cette phase de convergence, à être pilotée par décision. Les autres fonctions sont optimisées à partir de critères ne s'appuyant en rien sur les décisions
10 prises par le dispositif approprié (circuit à seuils).

Cette première étape est, en conséquence, parfaitement autodidacte (aveugle).

Mieux, chacun des dispositifs élémentaires possède son critère d'optimalité approprié, ce qui confère à
15 l'ensemble une structure très robuste.

En outre, le prédicteur 11 blanchit les données présentes à l'entrée du filtre transverse 12 qui y trouve un intérêt non négligeable en terme de temps de convergence, dans la mesure où précisément la matrice
20 d'autocorrélation du signal d'entrée s'avère alors mieux conditionnée.

Par ailleurs, la place respective du CAG 10 et du dispositif de récupération de porteuse n'ont a priori aucune importance dans l'absolu si l'on fait abstraction
25 de toute considération relative à une éventuelle implantation. Ainsi, le CAG 10 (caractérisé par g) peut être situé indifféremment entre le prédicteur 11 et le filtre transverse 12, ou en amont ou en aval du dispositif de compensation de l'erreur de phase 13. Cependant, dans
30 une perspective d'implantation, une position intéressante semble être celle illustrée sur les figures, du moins pour ce qui concerne le gain g . En effet, le situer en amont ou en aval du dispositif de compensation de l'erreur de phase 13 nécessiterait d'introduire une division en mode de
35 poursuite (toujours délicate à implémenter) tandis que le

situer entre le prédicteur et le filtre transverse se traduirait par la nécessité de stocker les données de sortie du prédicteur ainsi que les données d'entrée du filtre transverse, ce qui au demeurant ne constitue pas
 5 une très grande pénalité.

. phase 2 : phase de poursuite/périodes de réception faciles

Dès lors que le canal est pratiquement égalisé, ce que l'on peut déduire de l'observation de l'EQM estimée, par exemple, au sens des moindres carrés (Recursive Least Square) et plus précisément en comparant cette valeur à un seuil, on permute le prédicteur 11 récursif de fonction de transfert $1/(1 + C(z))$ et le filtre linéaire transverse de fonction de transfert $B(z)$.
 10

La nouvelle structure ainsi obtenue (sélecteur en position b sur la figure 4) est parfaitement équivalente à la précédente du fait de la linéarité du dispositif. Il ne reste plus qu'à remplacer les données $y(n)$ à l'entrée du filtre arrière par les données décidées à savoir $\hat{d}(n)$
 15
 20 $\exp(j \hat{\theta}(n-1))$, préalablement corrigées en phase, et l'on retombe alors sur un DFE classique (sélecteur en position a), piloté par décision selon le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

Bien entendu, si l'on choisit d'effectuer la multiplication par le terme $\exp((-j \hat{\theta}(n-1)))$ en amont, c'est-à-dire par exemple à l'entrée du dispositif ainsi qu'illustré sur la figure 5, les données $y(n)$ sont alors remplacées par les données décidées $\hat{d}(n)$ purement et simplement mais toujours de façon progressive.
 25

Ainsi, lors de la transition de la phase 1 vers la phase 2, le vecteur d'observation à l'entrée de la partie récursive est constitué des signaux $\hat{d}(n-1)$, $y(n-2)$, $y(n-3)$, ..., $y(n-M)$. En revanche, lors du passage de la phase 2 à la phase 1, le vecteur d'observation à l'entrée de la
 30

partie réursive est constitué des signaux $y(n-1)$, $\hat{d}(n-2)$, $\hat{d}(n-3)$, ..., $\hat{d}(n-M)$.

Par ailleurs, on se réserve la possibilité d'intégrer le CAG 10 dans le filtre transverse 12 linéaire
5 B(z) en bloquant g à sa valeur précédente, cette action étant uniquement optionnelle car sur des signaux fortement non stationnaires, il est souhaitable de se réserver la possibilité de maintenir l'adaptation du CAG.

Cette modification de structure est parfaitement
10 réversible. Une telle propriété est extrêmement intéressante et permet, en cas de situations sévères, de revenir graduellement à la phase de convergence, c'est-à-dire à une phase complètement autodidacte, le prédicteur purement réursif 11 cherchant de nouveau à égaliser le
15 canal en amplitude et le filtre transverse 12 cherchant ensuite à l'égaliser en phase.

En revanche, lorsque la sévérité du canal s'atténue, cela se traduit, entre autres, par une diminution de l'erreur quadratique moyenne associée
20 (estimée par exemple au sens des moindres carrés (RLS)) et le système bascule alors de nouveau vers une structure réursive à retour de décision et ainsi de suite. En cela, le système présente indéniablement un caractère à la fois original et particulièrement attrayant.

25 A la connaissance des inventeurs, il n'existe pas actuellement de dispositif de ce type effectuant une permutation des structures, c'est-à-dire en clair une permutation des parties avant et arrière de l'égaliseur.

Parallèlement à cette permutation de structures,
30 il est procédé à un changement des fonctions coûts nécessaires à l'actualisation des coefficients des parties transverses et réursives. Dans la phase 1, ces fonctions coûts reposent exclusivement sur la connaissance de la statistique du signal d'entrée tandis que dans la phase 2
35 le critère d'optimalité retenu est la minimisation de

l'erreur quadratique moyenne. Ces aspects sont clairement décrits dans l'annexe technique.

Enfin, et ceci constitue une autre originalité du dispositif, au cours de la phase 2, on peut, sur la base d'une estimation de vraisemblance de la donnée décidée, remplacer la donnée corrigée en phase soit $\hat{d}(n)\exp((j\hat{\theta}(n-1)))$ par la donnée $y(n)$, conformément au schéma de la figure 4 lorsque la vraisemblance de la donnée estimée est insuffisante. Ceci permet de diminuer d'autant l'impact d'erreurs de décisions isolées sur l'augmentation de l'erreur quadratique moyenne associée. Cette stratégie est de nature à apporter une robustesse supplémentaire au dispositif précédemment décrit sous réserve de disposer d'une estimation de cette vraisemblance. En l'absence de cette estimation, le commutateur est alors en position a.

Ainsi, le prédictor peut être alimenté soit par les données estimées $\hat{d}(n)$ obtenues en sortie du circuit de décision 2 corrigées en phase, soit par les données en sortie du prédictor 11. Le dispositif peut comporter à cet effet des moyens pour basculer de l'une à l'autre de ces alimentations (b et a sur la figure 4) selon le critère précité d'appréciation de la vraisemblance des données estimées.

25 DESCRIPTION DETAILLEE D'UN EXEMPLE DE REALISATION

On va maintenant décrire de façon détaillée un exemple de réalisation du dispositif d'égalisation de l'invention.

30 . phase de convergence/périodes de réception difficiles

Les équations qui régissent le fonctionnement du dispositif sont les suivantes :

$$t(n) = x(n) g(n-1) \quad (I-1)$$

$$35 \quad z(n) = t(n) - [z(n-1) \dots z(n-N)] C(n-1) \quad (I-2)$$

$$y(n) = B^T (n-1) Z(n) \quad (I-3)$$

avec $Z(n) = [z(n) \ z(n-1) \ \dots \ z(n-L)]^T$ et

$$B = [b_0 \ \dots \ b_{L-1} \ b_L]^T$$

$$w(n) = y(n) \exp(-j \hat{\theta}(n-1)) \quad (I-4)$$

5

A titre d'exemple, le vecteur B peut être initialisé comme suit $B=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T$ tandis que C est le vecteur nul de dimension N. On rappelle que N doit bien
 10 entendu être choisi supérieur ou égal au nombre de 0 de la fonction de transfert $F(z)$ du canal de transmission. De la même façon, la dimension $(L+1)$ de l'égaliseur transverse doit être choisie suffisamment importante pour pouvoir traiter convenablement les zéros qui seraient à l'extérieur du cercle unité et au voisinage immédiat de
 15 celui-ci.

L'actualisation du gain réel g se fait selon le critère préconisé initialement dans [1] et [2].

$$G(n) = G(n-1) + \mu_G [1 - |z(n)|^2]$$

$$g(n) = \sqrt{|G(n)|} \quad (I-5)$$

20 ou encore :

$$g(n) = |G(n)| \quad (I-5bis)$$

L'actualisation de l'erreur de phase peut se faire selon une stratégie similaire de minimisation de l'erreur quadratique (estimée) pilotée par décision. Le signal
 25 d'erreur est classiquement filtré par un filtre numérique (intégrateur à avance de phase), caractérisé par deux coefficients G_1 et G_2 :

$$e(n) = \text{Im} \{w(n)[d(n)-w(n)]^*\} \quad (I-6)$$

30

$$s(n) = (e \otimes f)(n) \text{ et } Z\{f(n)\} = G_1 + \frac{G_2}{1-z^{-1}} \quad (I-7)$$

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) + \mu_\theta s(n) \quad (I-8)$$

A priori l'actualisation de la phase doit démarrer dès le départ, notamment sur les canaux dont la réponse impulsionnelle discrète est de type complexe. A contrario sur des canaux à réponse impulsionnelle réelle, une
 5 convergence plus rapide a pu être examinée lorsque l'on inhibe l'actualisation pendant les premières itérations. Ceci s'explique par le fait que dans ce cas il y a tout intérêt à n'introduire des critères pilotés par décision
 qu'à partir du moment où une partie de l'IES a été
 10 supprimée, cela permet d'augmenter la fiabilité des données décidées.

Le blanchiment du signal $z(n)$ est obtenu en minimisant sa variance $E\{|z(n)|^2\}$ par une technique de "gradient stochastique" (algorithme SGLMS). On sait en
 15 effet que la solution optimale au sens de Wiener est celle qui rend l'erreur de prédiction $z(n)$ orthogonale aux différentes composantes du vecteur $Z(n)$. Dans ces conditions les échantillons $z(n)$ sont non corrélés sur un horizon fini de durée N .

20 L'équation d'actualisation du vecteur C est alors la suivante :

$$C(n) = C(n-1) + \mu_c z(n) [z(n-1) \dots z(n-N)]^H \quad (I-9)$$

l'exposant H désignant l'opération de transposition et de conjugaison.

25 Pour l'actualisation du vecteur B , un certain nombre de fonctions coûts et notamment celle de Godard (Constant Modulus Algorithm) ont été essayées. Egalement, les inventeurs se sont intéressés à des stratégies mixtes associant la fonction de Godard à une stratégie de type
 30 Benveniste-Goursat. Ils ont par ailleurs examiné ces différents critères sur un certain nombre de canaux dont ceux de Porat et Friedlander [11] et de Macchi [13].

La technique itérative mise en oeuvre est celle du "gradient stochastique" (elle pourrait être également
 35 celle des moindres carrés récurrents). Les différents

signaux d'erreur correspondant aux stratégies citées précédemment ont pour expression :

$$e_{\text{God}}(n) = y(n)[1 - |y(n)|^2] \quad \text{Godard [6]} \quad (\text{I-10})$$

$$5 \quad e_{\text{sw}}(n) = -y(n)|y(n)|^2 \quad \text{Shalvi-Wenstein [10]} (\text{I-11})$$

$$e_{\text{DD}}(n) = [\hat{d}(n)\exp(j\theta(n-1)) - y(n)] \quad \text{LMS} \quad (\text{I-12})$$

(Decision Directed)

$$e_{\text{Benv}}(n) = k_1 e_{\text{DD}}(n) + k_2 e_{\text{God}}(n) |e_{\text{DD}}(n)| \quad (\text{I-13})$$

Benveniste-Godard

10

Selon le critère retenu, c'est-à-dire la fonction coût $e_x(n)$, l'équation d'actualisation du vecteur B s'écrit :

..

$$15 \quad B(n) = B(n-1) + \mu_B e_x(n) Z^*(n) \quad (\text{I-14})$$

20

On remarquera que selon le critère retenu l'algorithme est sensiblement autodidacte. Les critères qui sont apparus les plus rapides sur l'ensemble des simulations sont ceux de Godard, éventuellement associés aux stratégies de Benveniste qui permettent le basculement en douceur d'un critère autodidacte (Godard) à un critère final (poursuite) de type LMS piloté par décision (Decision Directed).

25

Plus précisément, l'actualisation de B est démarré sur un critère de Godard puis on bascule sur une stratégie de type Benveniste lorsque la variance de $z(n)$, estimée au sens des moindres carrés, atteint un seuil donné. Le facteur d'oubli typique pour cette estimation a été fixé à

30

$$\lambda = 0.99.$$

Par ailleurs, le vecteur initial $B(0)$ a été arbitrairement fixé à $B(0) = [0 \ 0 \dots 1]^T$. La position et

la valeur initiales du coefficient de référence peuvent bien entendu être modifiées. En d'autres termes, le filtre linéaire transverse peut ne pas être exclusivement anticausal.

5 Le retard de restitution δ sera, de toute façon, égal à la dimension de la partie anticausale du filtre transverse 12.

. phase de poursuite/périodes de réception faciles

10 Cette phase commence lorsque l'erreur quadratique moyenne estimée (EQM) au sens des moindres carrés récurrents (Recursive Least Square) atteint un certain seuil fixé, par exemple, à 0.2 pour une modulation MDP4. L'équation d'actualisation de l'EQM estimée est alors la suivante :

15
$$EQM(n) = \lambda EQM(n-1) + (1-\lambda) | \hat{d}(n) \exp(j \hat{\theta}(n-1)) - y(n) |^2 \quad (II-0)$$

20 Dans ce cas, on permute le prédicteur 11 et le filtre transverse 12 linéaire et de plus on passe alors en mode DFE, c'est-à-dire que l'on remplace $y(n)$ par la donnée décidée préalablement corrigée en phase soit $\hat{d}(n) \exp(j \hat{\theta}(n-1))$ dans la partie arrière.

L'égaliseur passe donc globalement d'une structure récurrente linéaire à une structure récurrente non linéaire (DFE).

25 En outre, on modifie les fonctions coûts et on actualise B et C selon le critère de minimisation de l'EQM (algorithme SGLMS piloté par décision). Cette modification est évidemment réversible, tant au niveau de la structure qu'au niveau des fonctions coûts.

30 Parallèlement à cette double action, il est également possible de bloquer le gain réel $g(n)$ à sa valeur précédente, le filtre transverse 12 étant alors traité comme un égaliseur transverse linéaire classique capable, à ce titre, de prendre à sa charge l'adaptation du contrôle automatique de gain. Autrement dit, la

structure finale est alors parfaitement équivalente à celle d'un DFE (Decision Feedback Equalizer), avec l'avantage de pouvoir revenir simplement à une structure complètement aveugle réursive et linéaire lorsque l'EQM

5 estimée dépasse le seuil critique.

Les équations d'actualisation de l'algorithme sont les suivantes :

$$:: \quad t(n) = x(n) g(n-1) \quad (II-1)$$

$$10 \quad p(n) = B^T(n-1) T(n) \text{ avec } T(n) = [t(n) \dots t(n-L)]^T \quad (II-2)$$

$$y(n) = p(n) - C^T(n-1) Y(n) \quad (II-3)$$

$$Y(n) = [\hat{d}(n-1)\exp(j\hat{\theta}(n-2)) \dots \hat{d}(n-N)\exp(j\hat{\theta}(n-N-1))]^T$$

$$w(n) = y(n)\exp(-j\hat{\theta}(n-1)) \quad (II-4)$$

15 Parallèlement, il est nécessaire de déterminer les expressions suivantes :

$$z(n) = t(n) - [z(n-1) \dots z(n-N)]C(n-1) \quad (II-5)$$

$$Z(n) = [z(n) z(n-1) \dots z(n-L)]^T \quad (II-6)$$

20

L'actualisation du gain réel g peut se faire selon le critère utilisé en phase de convergence ou alors ce gain peut être intégré dans l'actualisation du vecteur B . L'actualisation de l'erreur de phase se fait quant à elle

25 selon la même stratégie que dans la phase initiale.

Les équations d'actualisation des vecteurs B et C sont celles d'un algorithme LMS classique piloté par décision à savoir :

$$30 \quad B(n) = B(n-1) + \mu_B [\hat{d}(n)\exp(j\hat{\theta}(n-1)) - y(n)] Z^*(n) \quad (II-7)$$

$$C(n) = C(n-1) - \mu_C [\hat{d}(n)\exp(j\hat{\theta}(n-1)) - y(n)] Y^*(n) \quad (II-8)$$

Enfin, en phase de poursuite, le CAG 10 peut être intégré dans l'égaliseur transverse linéaire, il suffit

dans ce cas de bloquer le paramètre g à sa valeur précédente, ceci est surtout intéressant sur les canaux stationnaires. Dans ces conditions, on retombe alors clairement sur une structure de type DFE dont on connaît
5 les performances. Mieux, lorsque le nombre d'erreurs de décision atteint un seuil critique, le DFE classique peut diverger du fait du phénomène de propagation des erreurs de décision. A contrario, avec la nouvelle stratégie et
10 dans un contexte sévère, l'erreur quadratique moyenne estimée dépasse alors le seuil critique tant et si bien que le dispositif subit une modification de structure permettant de repasser en mode autodidacte. Il n'y a plus a priori de risque majeur de divergence dû au phénomène de propagation d'erreurs. C'est un point remarquable.

15 Enfin le retard de restitution est toujours égal à la longueur L , de la partie anticausale de l'égaliseur transverse linéaire et se trouve, à ce titre, fixé par la position initiale du coefficient de référence. Ceci a été vérifié sur un certain nombre de canaux mixtes sévères.

20

PERFORMANCES

Le dispositif précédemment décrit, objet de l'invention, et les algorithmes associés ont été testés avec succès sur des signaux réels de communications
25 acoustiques sous-marines, dans des contextes particulièrement réverbérants (bassin d'essais et transmissions horizontales faibles fonds en mer).

Parallèlement le fonctionnement du dispositif et des algorithmes associés a été simulé pour des modulations
30 de type MDP4 (QPSK) sur les canaux de Macchi et de Porat Friedlander. Dans chaque cas, la variance des données est normalisée à 1. Le rapport signal à bruit a été fixé à 15 dB, la dimension N du prédicteur 11 étant choisie égale à 5, L étant fixé à 19, ce qui entraîne une dimension de
35 l'égaliseur transverse linéaire égale à 20.

Il a été simulé, pour chaque épreuve, un décalage en fréquence aléatoire ΔF tel que le produit $\Delta F \times T$ soit uniformément réparti dans l'intervalle $[0, 0.002]$, T désignant classiquement la durée d'un symbole.

5 Parallèlement nous avons également introduit, pour chaque épreuve, une erreur de phase initiale uniformément répartie sur $[0, 2\pi]$.

. canal de PORAT et FRIEDLANDER

10 Ce canal a des zéros de part et d'autre du cercle unité, sa réponse impulsionnelle discrète est la suivante :

$$f = [2 - 0.4*j \quad 1.5 + 1.8*j \quad 1 \quad 1.2 - 1.3*j \quad 0.8 + 1.6*j]$$

On remarquera que cette réponse impulsionnelle est complexe, contrairement à celle utilisée dans l'exemple
15 suivant. On a représenté (figures 6a et 6b) la réponse fréquentielle de ce canal, en phase et en amplitude ainsi que la position des zéros de la fonction de transfert vis à vis du cercle unité (figure 7).

Puis, on a examiné sur un tirage particulier la
20 position finale des pôles de la fonction de transfert du prédicteur (11) $1/(1+C(z))$. On notera notamment (et conformément à la théorie) la présence de 2 pôles intérieurs symétriques des 2 zéros extérieurs de la fonction de transfert $F(z)$ du canal de transmission (canal
25 de type mixte).

Sur les figures 8a et 8b apparaissent la constellation de départ ainsi que celle du signal $w(n)$ sur les 1000 dernières valeurs.

De plus, toujours dans le cas d'un fichier
30 particulier, les figures 9a et 9b montrent l'évolution de l'erreur quadratique instantanée et celle de l'EQM estimée au sens des moindres carrés (RLS). On constate que la convergence se situe aux environs de 1000 itérations, point tout à fait remarquable, ce qui est beaucoup plus
35 rapide que dans les dispositifs de l'art antérieur.

L'évolution de l'erreur de phase estimée ainsi que celle de la variance estimée au sens RLS de $y(n)$ et de $z(n)$ sont données sur la figure 10. On constate là encore que la convergence intervient aux environs de 1000
5 itérations.

Enfin, on donne sur la figure 11 l'évolution de l'EQM estimée. Cette estimation est obtenue en procédant à 100 tirages aléatoires et en effectuant la moyenne arithmétique des erreurs quadratiques moyennes estimées au
10 sens des moindres carrés récursifs (RLS). Ce résultat permet de vérifier la puissance du nouveau dispositif et des algorithmes associés.

On voit notamment que, dans le cas d'une modulation de type MDP4, le temps de convergence est de l'ordre de 1000 durées symbole pour des algorithmes de
15 type "gradient stochastique". A titre de comparaison, un égaliseur transverse linéaire autodidacte tel que celui introduit par Godard nécessite typiquement quinze mille durées symbole et accuse une augmentation de l'erreur
20 quadratique moyenne de l'ordre de 3.5 dB.

. canal de MACCHI

Ce canal a des zéros de part et d'autre du cercle unité, sa réponse impulsionnelle discrète est la
suivante :

25 $f = [0.8264 \quad 0.1653 \quad 0.8512 \quad 0.1636 \quad 0.81]$

Sur la figure 12, on a représenté la réponse fréquentielle de ce canal, en phase et en amplitude ainsi que la position des zéros de la fonction de transfert vis
à vis du cercle unité.

30 Sur un lancement particulier, on a examiné la position finale des pôles de la fonction de transfert $1/(1+C(z))$ du prédicteur 11. On notera notamment (et conformément à la théorie) la présence de 2 pôles intérieurs symétriques des 2 zéros extérieurs de la
35 fonction de transfert $F(z)$ du "canal de transmission.

Sur la figure 14 apparaissent la constellation de départ ainsi que celle du signal $w(n)$ sur les 1000 dernières valeurs. L'interférence entre symboles a été substantiellement réduite par notre dispositif.

5 De plus, toujours dans le cas d'un fichier particulier, la figure 15 montre l'évolution de l'erreur quadratique instantanée et celle de l'EQM estimée au sens des moindres carrés (RLS), ce qui permet de constater là encore que la convergence se situe aux environs de 1000
10 itérations.

Parallèlement, la figure 16 donne l'évolution de la variance estimée de $y(n)$ et de $z(n)$. Cette estimation se fait au sens des moindres carrés récurrents (RLS), avec un facteur d'oubli de 0.99.

15 Enfin, la figure 17 donne l'évolution de l'EQM obtenue en procédant à 100 tirages. Ce résultat permet de corroborer la puissance du nouvel algorithme sur ce nouveau canal.

20 APPLICATIONS

Les domaines couverts par cette invention sont naturellement les télécommunications hertziennes, radiomobiles et acoustiques sous-marines où classiquement les égaliseurs non linéaires à retour de décision (DFE)
25 sont particulièrement utilisés à l'heure actuelle. Ces canaux présentent tous la spécificité d'être fortement non stationnaires et affichent en général des réponses impulsionnelles longues. Par ailleurs, les communications par câbles peuvent également tirer profit de cette
30 nouvelle invention, ils sont en effet généralement caractérisés par des réponses impulsionnelles couvrant plusieurs durées symboles et se prêtent donc assez mal à l'emploi de récepteurs optimaux.

Les types de modulation concernées par cette
35 invention sont essentiellement les modulations linéaires

telles que les modulations à 2 et 4 états de phase (MDP2, MDP4), les modulations d'amplitude (MA) et les modulations d'amplitude selon deux porteuses en quadrature (MAQ), modulations très largement utilisées dans les applications actuelles.

Le domaine de validité de cette invention s'étend également aux récepteurs utilisant les techniques de diversité spatiale ou fréquentielle pour lesquels la structure optimale, au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, est constituée, sur chaque voie, d'un filtre transverse 12 linéaire (au pas T) et d'un filtre récursif.

En outre cette structure peut être étendue aux égaliseurs de type fractionné ("fractionally spaced equalizer" selon la terminologie anglo-saxonne), c'est-à-dire aux égaliseurs utilisant plus d'un échantillon par durée symbole, par opposition aux égaliseurs dits "synchrones" ("T spaced equalizer" selon la terminologie anglo-saxonne). Ces dispositifs fractionnés apportent généralement un gain en terme de performances essentiellement lié au fait qu'ils affichent une relative insensibilité au choix de l'instant d'échantillonnage, ce qui n'est absolument pas le cas des égaliseurs synchrones.

Un exemple de réalisation possible d'égaliseur fractionné est illustré sur les figures 18 et 19. En période de convergence ou de réception difficile la structure du dispositif est conforme à la figure 18. Les signaux entrelacés notés respectivement $x_1(n)$ et $x_2(n)$ ont pour expression :

$$x_1(n) = x(nT + \tau)$$

$$x_2(n) = x(nT + \tau - \Delta)$$

avec, par exemple et de façon tout à fait classique, $\Delta = T/2$, τ désignant la phase d'échantillonnage (sampling phase).

Le prédicteur purement récursif 11 de fonction de transfert $1/(1+C(z))$ est commun aux deux voies sur lesquelles entrent les signaux $x_1(n)$ et $x_2(n)$ et est optimisé pour blanchir la sortie $z_1(n)$. Le CAG 10 est actualisé pour adapter la puissance moyenne du signal $z_1(n)$ en sortie du prédicteur 11 à son niveau nominal. Les filtres linéaires transverses ont été référencés par 12a-12b. Ils sont distincts pour chacun des deux signaux et sont caractérisés par leurs fonctions de transfert respectives $B_1(z)$ et $B_2(z)$. Elles constituent l'égaliseur de phase et peuvent être adaptés par l'un des algorithmes décrits précédemment. Il suffit pour cela de remarquer que le signal $y(n)$ peut encore s'écrire :

$$\begin{aligned}
 y(n) &= B^T(n-1) Z(n) \\
 B^T &= [B_1^T \ B_2^T] \\
 Z(n)^T &= [z_1(n)^T \ z_2(n)^T] \\
 z_1(n) &= [z_1(n) \ z_1(n-1) \ \dots \ z_1(n-L)]^T \\
 z_2(n) &= [z_2(n) \ z_2(n-1) \ \dots \ z_2(n-L)]^T \\
 B_1 &= [b_{0,1} \ \dots \ b_{L-1,1} \ b_{L,1}] \\
 B_2 &= [b_{0,2} \ \dots \ b_{L-1,2} \ b_{L,2}]
 \end{aligned}$$

Comme dans le dispositif précédent, dès que, par exemple, l'erreur quadratique moyenne estimée au sens des moindres carrés descend au dessous d'un certain seuil, la structure du dispositif est alors modifiée conformément à la figure 19. Parallèlement le critère d'optimalité pour l'adaptation des différents paramètres devient alors la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Les équations qui en découlent sont parfaitement similaires à celles décrites précédemment.

Par ailleurs, la place du gain g et du dispositif de récupération de porteuse peuvent être situés comme précédemment en d'autres points de la chaîne.

Enfin et d'un point de vue général, les algorithmes précédemment décrits associés au dispositif objet de l'invention, utilisent une technique itérative de

type "gradient stochastique". Bien entendu, une autre approche et notamment celle "des moindres carrés récur­sifs" (Recursive Least Square) avec facteur d'oubli peut être envisagée pour accélérer le processus de convergence et pour mieux suivre les fluctuations rapides du canal de transmission, ceci au prix d'un accroissement de la complexité calculatoire.